

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

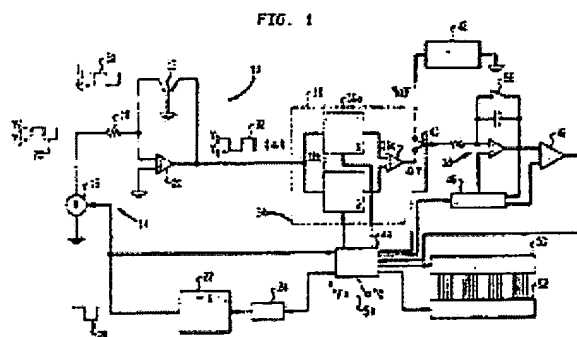
A11

Temperature measuring device

Patent number: DE3637520
Publication date: 1988-05-05
Inventor: HEGYI DENNIS J (US)
Applicant: HEGYI DENNIS J (US)
Classification:
- **international:** G01K7/24
- **europaen:** G01K7/01
Application number: DE19863637520 19861104
Priority number(s): US19850746005 19850618

Abstract of DE3637520

A diode thermometer, in which a current supply is operated in such a manner that a temperature sensor diode is operated at a first current level and then at a second current level which differs from the first one. A voltage generated across the diode (12) by the switching-over of the current is supplied to an integrator (38) which integrates the voltage over a particular time interval, after the expiry of which it is supplied with a known reference voltage which is directed opposite to the preceding signal so that the integrator now integrates in the opposite direction. A unit (46) is provided which makes it possible for the integrator (38) to start from a zero reference. A comparator (48) detects the return of the integrator output signal to the zero reference. A counter (50) is enabled for counting clock pulses during the time in which the integrator (38) integrates the known reference value until the comparator (48) detects the return of the integrator output signal to the zero reference level. The count in the counter (50) is therefore representative of the detected temperature, and the measurement is free of influences attributable to the diode and/or to the circuit, which could otherwise impair the accuracy of the measurement. Furthermore, methods for presenting the measurement on a particular temperature scale are specified.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide



DEUTSCHES
PATENTAMT

②1 Aktenzeichen: P 36 37 520.9
②2 Anmeldetag: 4. 11. 86
④3 Offenlegungstag: 5. 5. 88

Behördenangelegenheiten

DE 3637 520 A 1

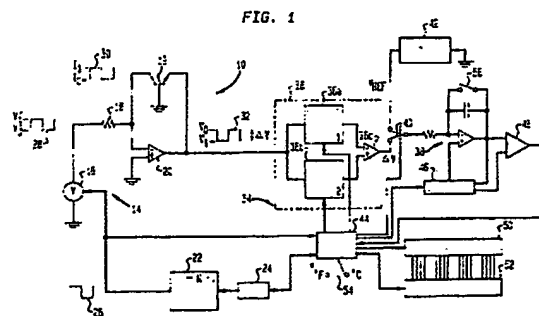
⑦1 Anmelder:
Hegy, Dennis J., Ann Arbor, Mich., US

⑦4 Vertreter:
Müller, H., Dipl.-Ing., 8000 München; Schupfner, G.,
Dipl.-Chem. Dr.phil.nat., 2110 Buchholz; Gauger, H.,
Dipl.-Ing., Pat.-Anwälte, 8000 München

⑦2 Erfinder:
gleich Anmelder

⑤4 Temperaturmesseinrichtung

Diodenthermometer, bei dem eine Stromversorgung so betrieben ist, daß eine Temperaturfühlerdiode mit einem ersten Strompegel und dann mit einem davon verschiedenen zweiten Strompegel betrieben wird. Eine durch das Umschalten des Stroms an der Diode (12) erzeugte Spannung wird einem Integrierer (38) zugeführt, der die Spannung über ein bestimmtes Zeitintervall aufintegriert, nach dessen Ablauf ihm eine bekannte Bezugsspannung zugeführt wird, die dem vorhergehenden Signal entgegengerichtet ist, so daß der Integrierer nunmehr entgegengesetzt integriert. Es ist eine Einheit (46) vorgesehen, die es ermöglicht, daß der Integrierer (38) von einer Nullreferenz ausgeht. Ein Vergleich (48) erfaßt die Rückkehr des Integrierer-Ausgangssignals zur Nullreferenz. Ein Zähler (50) wird aufgesteuert zum Zählen von Taktimpulsen während der Zeit, in der der Integrierer (38) den bekannten Bezugswert integriert, bis der Vergleich (48) die Rückkehr des Integrierer-Ausgangssignals zum Null-Referenzpegel erfaßt. Der Zählwert im Zähler (50) ist daher für die erfaßte Temperatur repräsentativ, und die Messung ist frei von der Diode und/oder der Schaltung zuzuschreibenden Einflüssen, die sonst die Meßgenauigkeit beeinträchtigen könnten. Ferner sind Verfahren zur Präsentation der Messung auf einer bestimmten Temperaturskala angegeben.



DE 3637 520 A 1

BAD ORIGINAL

Patentansprüche

1. Temperaturmeßeinrichtung, gekennzeichnet durch
einen Festkörper-Temperaturfühler (12) mit wenigstens einem Übergang, an dem sich aufgrund eines durch den Festkörper-Temperaturfühler geleiteten Stroms eine Übergangsspannung ausbildet, die wenigstens teilweise durch eine Temperatur des Festkörper-Temperaturfühlers bestimmt ist; eine Stromversorgung (14), die den durch den Festkörper-Temperaturfühler (12) zu leitenden Strom erzeugt, wobei der Strom mit einem ersten und einem zweiten Strompegel geleitet wird; ein erstes und ein zweites Spannungspegel-Speicherglied (36a, 36b) zur Speicherung von Pegeln der Übergangsspannung entsprechend dem ersten bzw. dem zweiten Strompegel; einen Integrierer (38), der ein in den beiden Spannungspegel-Speichergliedern (36a, 36b) gespeichertes, den Übergangsspannungen entsprechendes Signal empfängt und dieses in eine erste Richtung integriert unter Bildung eines Integrationssignals an seinem Ausgang, das einer Differenz zwischen den Übergangsspannungen proportional ist; und auf das Integrationssignal ansprechende Einheiten (50, 52), die ein Temperatursignal erzeugen, das die vom Temperaturfühler (12) erfaßte Temperatur bezeichnet.
2. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das erste und das zweite Spannungspegel-Speicherglied ein erster bzw. ein zweiter Abtast-Haltekreis (36a, 36b) sind.
3. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 2, gekennzeichnet durch eine Steuereinheit (44) zur Steuerung des Integrierers (38) sowie des ersten und des zweiten Abtast-Haltekreises (36a, 36b), so daß der erste Abtast-Haltekreis (36a) die Übergangsspannung speichert, wenn der Strom mit dem ersten Strompegel geleitet wird, und der zweite Abtast-Haltekreis (36b) die Übergangsspannung speichert, wenn der Strom mit dem zweiten Strompegel geleitet wird.
4. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß eine Bezugsspannungsquelle (42) eine Bezugsspannung bildet, in bezug auf die Änderungen der Übergangsspannung erfaßt werden.
5. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Integrierer (38) so ausgelegt ist, daß er in bezug auf das Integrationssignal in eine zweite Richtung integriert, und daß ferner in Glied vorgesehen ist, daß die Integration in der zweiten Richtung zeitlich bestimmt und das von der Steuereinheit (44) ansteuerbar ist.
6. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß ein Nullpunkt-Selbstkorrekturglied (46) mit dem Integrierer (38) zum Ausgleich von Verschiebespannungen gekoppelt ist.
7. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß ferner ein Vergleicher (48) mit einem Ausgang zur Übertragung eines Signals zur Steuereinheit (44) vorgesehen ist, wobei das Signal auf den Integrierer (38) und das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied (46) anspricht.
8. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 3, da-

- durch gekennzeichnet, daß in der Steuereinheit (44) ein Wählglied (54) vorgesehen ist und bestimmt, ob ein der Temperatur entsprechendes Signal für Fahrenheit- oder Celsius-Messung skaliert ist.
9. Temperaturmeßeinrichtung, die eine thermische Kenngröße eines Festkörperbauteils zur Messung der Temperatur nutzt, gekennzeichnet durch Schaltmittel (60—69, 70—79; 100—109, 110—119) zum Umschalten eines durch das Festkörperbauteil (12; 120) geleiteten Stroms von einem ersten Strompegel, bei dem eine erste Spannung am Festkörperbauteil ausgebildet wird, auf einen zweiten Strompegel, bei dem eine zweite Spannung am Festkörperbauteil ausgebildet wird; einen Integrierer (38), der eine Integration zwischen der ersten und der zweiten Spannung am Festkörperbauteil (12; 120) durchführt; und Zeitmeßmittel zur zeitlichen Messung einer Dauer der Integration, wobei die Integrationsdauer, die von der zu messenden Temperatur abhängt, zur Bildung eines Signals entsprechend der erfaßten Temperatur genützt wird.
 10. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch Stromsteuermittel zur Aufrechterhaltung eines vorbestimmten Größenverhältnisses ($n:1$) zwischen dem ersten und dem zweiten Strompegel.
 11. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß die Stromsteuermittel so ausgelegt sind, daß sie ein Verhältnis von $10:1$ zwischen dem ersten und dem zweiten Strompegel aufrechterhalten, und daß eine Mehrzahl Schalter (110—119) zum Schalten entsprechender Komponenten des durch das Festkörperbauteil (120) geleiteten Stroms vorgesehen ist.
 12. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Stromsteuermittel ferner Folgesteuermittel (100—109) aufweisen, wodurch die Mehrzahl Schalter (110—119) sequentiell ansteuerbar ist, so daß alle Größenfehler der Stromkomponenten der Ströme gemittelt werden unter Erzielung einer hohen Präzision in dem $10:1$ -Verhältnis.
 13. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Integrierer ein Zweirichtungs-Integrierer (38) zur Integration in einer ersten und einer zweiten Richtung ist, und daß die Zeitmeßmittel die Integration in einer vorbestimmten der beiden Richtungen zeitlich messen.
 14. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch einen mit dem Festkörperbauteil (12) gekoppelten Verstärker (20) mit vorbestimmtem Verstärkungsfaktor.
 15. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein erstes und ein zweites Speicherglied (36a, 36b) vorgesehen sind, die jeweils eine ausgewählte der beiden am Festkörperbauteil (12) ausgebildeten Spannungen speichern.
 16. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß ein drittes Speicherglied (36d) vorgesehen ist, das einen Spannungswert entsprechend einer Differenz zwischen den im ersten und zweiten Speicherglied (36a, 36b) gespeicherten Spannungen speichert.
 17. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß ein Verstärker (36d) mit dem ersten und dem zweiten Speicherglied

(36a, 36b) gekoppelt ist zur Verbesserung der Auflösung der Temperaturmeßeinrichtung.

18. Temperaturmeßeinrichtung nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß ein Schalter (40) vorgesehen ist, der mit dem Verstärker (36c) gekoppelte Eingangs- und Rückkopplungselemente schaltet.

19. Temperaturmeßverfahren, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:

Leiten eines ersten und eines zweiten Strompegels abwechselnd aufeinanderfolgend durch einen Festkörper-Temperaturfühler;

Abtasten und Halten einer in dem Festkörper-Temperaturfühler erzeugten Spannung zu Zeitpunkten, die dem Leiten des Stroms mit dem ersten und dem zweiten Strompegel entsprechen;

Erzeugen eines Meßsignals entsprechend einer Spannungsdifferenz während des Leitens des Stroms mit dem ersten und dem zweiten Pegel; Integrieren des Meßsignals über ein vorbestimmtes Zeitintervall; und

zeitliches Messen wenigstens eines Teils des Integrationsintervalls unter Bildung eines Meßsignals, das einer erfaßten Temperatur des Festkörper-Temperaturfühlers entspricht.

20. Verfahren nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß das zeitliche Messen die folgenden Schritte umfaßt: Aufsteuern eines Taktsignals auf einen Zähler; und Voreingeben eines Werts in den Zähler.

21. Verfahren nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß der Integrationsschritt folgende Schritte umfaßt: Aufintegrieren über einen Zeitraum, der aufgrund einer ausgewählten Temperaturmeßskala vorbestimmt ist; und Abintegrieren über einen Meßzeitraum, der bis zum Erhalt einer vorgewählten Integrations-Bezugsspannung dauert, wobei der Meßzeitraum eine der gemessenen Temperatur entsprechende Dauer hat.

Beschreibung

Die Erfindung betrifft allgemein die Temperaturmessung, insbesondere ein verbessertes Diodenthermometer und diesem zugeordnete Schaltkreise.

Elektrische Schaltungselemente haben typischerweise temperaturbezogene elektrische Kenngrößen. Es ist daher möglich, ein elektrisches oder elektronisches Bauelement als Thermofühler zu verwenden und davon einen Temperaturmeßwert durch Überwachung einer elektrischen Kenngröße abzuleiten, vorausgesetzt, daß eine Korrelation der elektrischen Kenngröße mit der Temperatur bekannt ist. Ein Beispiel für eine solche Vorrichtung ist allgemein als Diodenthermometer bekannt.

Bei einer Halbleiterdiode sind Halbleitermaterialien so angeordnet, daß sich eine elektrische Charakteristik mit sehr hoher Vorwärts-Durchlaßkennlinie und äußerst niedriger Rückwärts-Durchlaßkennlinie ergibt. Bei dem konventionellen Diodenthermometer, das mit Konstantstrom arbeitet, ist die an der Diode sich ausbildende Spannung temperaturbezogen. Konventionelle Diodenthermometer weisen mehrere Nachteile auf:

- 1) Die Diodenspannung ist selbst bei einer idealen Diode nicht genau linear temperaturbezogen;
- 2) bei gleichem Strom und gleicher Temperatur bilden verschiedene Dioden unterschiedliche Spannungen aus, so daß in konventionellen Diodenther-

metern eingesetzte Dioden einzeln kalibriert werden müssen, wobei Abweichungen von $\pm 50^\circ$ typisch sind; und

3) die elektrischen Eigenschaften und damit die Kalibrierung konventioneller Diodenthermometer ändern sich mit der Zeit und der thermischen Vergangenheit.

Ein bekannter Temperatur-Meßwertumformer, der einige der Probleme des Standes der Technik überwindet, ist in der US-PS 34 30 077 angegeben. Diese zeigt ein Halbleiterbauelement mit mehr als einem Übergang, das von einem Strom mit einer Wechselkenngröße aktiviert wird. Auf diese Weise werden die Auswirkungen von Streuströmen und Rekombinationsströmen verringert. Wenn der Übergang mit Vorspannung in Durchlaßrichtung betrieben wird, und zwar mit einer Vorwärtsspannung, die größer als etwa 0,1 V ist, ist die aus den verschiedenen Strompegeln resultierende Spannung mathematisch direkt proportional der absoluten Temperatur.

Die US-PS 41 65 642 beschreibt eine monolithische CMOS-IS, die an ihrem Ausgang ein Digitalsignal entsprechend der Temperatur liefert. Diese bekannte Temperaturfühleranordnung ist vom bipolaren Bandabstands-Referenztyp, da sie zwei angepaßte Bipolartransistoren erfordert. Solche Transistoren müssen hinsichtlich der Flächen ihrer Übergänge, der Dotierungsdichten, der Dotierungsverläufe, der Alterungsauswirkungen und der Transistortemperaturen angepaßt sein. Handelsübliche Systeme, die dieses bekannte Konzept verwenden, haben typischerweise Abweichungen zwischen den einzelnen Chips, die in Temperaturmeßwert-Änderungen von $\pm 5^\circ\text{C}$ resultieren. Es ist also ersichtlich, daß eine Temperaturmeßeinrichtung mit höherer Genauigkeit benötigt wird.

Eine Einrichtung, bei der ein Digitalsignal so skaliert wird, daß es wahlweise Celsius- und Fahrenheit-Werten entspricht, ist in der US-PS 43 70 070 beschrieben. Gemäß den Lehren dieser US-PS wird die Umsetzung von Fahrenheit in Celsius dadurch erreicht, daß vier von jeweils neun einem Saldierzähler zugeführten Zählwerten fallengelassen werden. Dies entspricht einer Multiplikation mit 5/9. Solche Zählwerte werden von einem Temperatur-Oszillator erhalten, der einen Impulszug mit einer Frequenz erzeugt, die auf die erfaßte Temperatur bezogen ist. Die Einrichtung dieser US-PS geht ferner von der Linearität des Ausgangssignals eines Thermistors in bezug auf Temperatur aus.

Aufgabe der Erfindung ist daher die Bereitstellung einer einfachen und kostengünstigen Temperaturmeßeinrichtung, mit der die Temperatur-Meßgenauigkeit verbessert wird, die ohne weiteres als IS hergestellt werden kann und keine Anpassung von Halbleitervorrichtungen am Fühler zur Erzielung hoher Präzision benötigt; ferner soll eine IS-Temperaturmeßeinrichtung angegeben werden, die differentielle Stromwerte zur Temperaturmessung verwendet, und ferner sollen bei der Einrichtung ganz genaue Differenzströme erzeugt werden; außerdem sollen bei der Temperaturmeßeinrichtung Auswirkungen von Störungen wesentlich vermindert werden; ferner soll eine CMOS-IS geschaffen werden, bei der 1/f-Rauschen erheblich verringert wird; ferner soll eine Temperaturmeßeinrichtung angegeben werden, die einen Abintegrierer mit Dynamikdehnung verwendet; die Temperaturmeßeinrichtung soll dabei hohe Genauigkeit und Auflösung erreichen, ohne daß sie unter Anwendung von Wasserbädern geeicht wer-

den muß; ferner soll die Hochpräzisions-Temperaturmeßeinrichtung keinen Verstärker mit exakt vorbestimmtem Verstärkungsfaktor benötigen.

Diese Aufgabe wird gemäß der Erfindung gelöst durch eine Temperaturmeßeinrichtung mit einem Halbleiter-Temperaturfühler, der einen Übergang zur Ausbildung einer Übergangsspannung an diesem aufweist. Die Übergangsspannung entspricht einem durch den Fühler geleiteten Strom und entspricht wenigstens teilweise der Temperatur des Fühlers. Der Strom wird von einer Stromquelle bzw. einem Generator mit einem ersten und einem zweiten Strompegel erzeugt, so daß sich die Übergangsspannung entsprechend ändert. Bei einer Ausführungsform speichert ein Spannungspegel-Speicher wenigstens zwei Übergangsspannungspegel. Diese gespeicherten Übergangsspannungspegel werden von einer Meßvorrichtung empfangen, die ein Signal entsprechend den Übergangsspannungspegeln und der Temperatur des Fühlers erzeugt.

Bei einer Ausführungsform der Erfindung werden die Übergangsspannungspegel in Abtast-Haltekreisen gespeichert, die von einer Steuereinheit gesteuert werden, die eine programmierbare Einheit wie etwa ein Mikrocomputer sein kann. Die in den Abtast-Haltekreisen gespeicherten Pegel werden in ein Differenzsignal umgesetzt, das dann von einem Integrierer integriert wird. Bei einer bevorzugten Ausführungsform führt der Integrierer eine Zweirichtungs-Integration durch. Die Integration in die eine Richtung, z. B. eine Abintegration, wird zeitlich gemessen. Dadurch erhält man ein Taktsignal, das exakt der Temperatur des Halbleiter-Temperaturfühlers entspricht.

Mit dem Integrierer ist ein Nullpunkt-Selbstkorrekturglied gekoppelt, das zur Bildung eines Bezugswerts für die Integration beiträgt. Ferner hat es die Funktion, eine etwaige Verschiebespannung der Schaltung auszugleichen. Wenn also die Übergangs-Differenzspannung Null ist, bewirkt das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied, daß der Ausgang des Integrierers sich nicht mit der Zeit ändert.

Gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung ist ein Vergleicher vorgesehen, der an entsprechenden Eingängen Signale vom Integrierer und vom Nullpunkt-Selbstkorrekturglied empfängt. Das Ausgangssignal des Vergleichers wird der Steuereinheit zugeführt und zeigt dieser die Dauer des Zeitmeßintervalls an. Ferner weist die Steuereinheit Skaliermittel für die Anzahl Taktimpulse auf, die in einem Zähler aufgelaufen sind, so daß Zählwerte entsprechend Fahrenheit- und Celsius-Meßwerten erhalten werden.

Die Genauigkeit der Temperaturmessungen wird bei sehr vorteilhaften Ausführungsbeispielen der Erfindung dadurch verbessert, daß eine Schaltanordnung vorgesehen ist, bei der kleinere Anpassungsfehler in einer Mehrzahl Stromquellen, die den Mehrpegelstrom liefern, durch Mittelung untereinander reduziert werden. Dies wird dadurch erreicht, daß n solche Stromquellen vorgesehen sind, deren jede einen zugehörigen Schalter hat, der z. B. von der Steuereinheit gesteuert wird. Wenn ein Hochpegelstrom durchgelassen werden soll, werden sämtliche n Schalter geschlossen. Wenn ein Niederpegelstrom durchzulassen ist, wird nur ein Schalter geschlossen, so daß zwischen den Hoch- und den Niederpegeln ein Stromverhältnis $n : 1$ aufrechterhalten wird. Bevorzugt werden verschiedene der n Schalter während des Leitens des Niederpegelstroms sequentiell geschlossen, so daß Fehlanpassungen hinsichtlich der Größe der von den verschiedenen Stromquellen erzeugten

Ströme ausgemittelt werden.

Gemäß einem Verfahrensaspekt der Erfindung wird eine Temperaturmessung erreicht durch abwechselndes Leiten eines Stroms mit einem ersten und einem zweiten Strompegel durch einen Halbleiterfühler; Abtasten und Halten entsprechend erzeugter Spannung des Halbleiterfühlers; Erzeugen eines Signals, das der Differenz zwischen den jeweils erzeugten Spannungen entspricht; und Integrieren des Differenzsignals.

Gemäß einer Ausführungsform wird wenigstens ein Teil der Zeitperiode, während der die Integration stattfindet, gemessen zur Bildung eines Zeitmeßsignals, das der Temperatur des Fühlers entspricht. Bei einer speziellen beispielhaften Ausführungsform der Erfindung umfaßt dieses zeitliche Messen das Durchlassen eines Taktsignals zu einem Zähler zur Zählung von Taktimpulsen und vorheriges Laden des Zählers mit Werten, die davon abhängen, ob die Temperatur in Fahrenheit- oder Celsius-Graden zu messen ist.

Bei einer IS-Ausführungsform der Erfindung würde eine Temperaturmeßeinrichtung, die eine Ablesung von Einheiten bis herunter zu $0,1^\circ$ erlauben würde, einen Rechenverstärker mit genau vorbestimmtem Verstärkungsfaktor erfordern. Eine solche Präzision kann gemäß der Erfindung dadurch erhalten werden, daß identische Widerstände so geschaltet werden, daß sie sämtlich während jedes Meßzyklus für die Eingangs- und Rückkopplungsschleife benützt werden. Alternativ kann ein solches Schalten mit Kondensatoren angewandt werden. Somit werden etwaige Fehlanpassungen in ähnlicher Weise, wie dies in bezug auf die Stromquellen erläutert wurde, ausgemittelt.

Gemäß einem wesentlichen Aspekt der Erfindung werden die nachteiligen Auswirkungen unterschiedlicher Arten von Rauschen stark verringert. Es gibt im wesentlichen drei Arten von Rauschen, die die Genauigkeit beeinträchtigen, mit der die Temperatur gemessen werden kann. Diese sind Synchronrauschen, weißes Rauschen und $1/f$ -Rauschen. Synchronrauschen resultiert aus der Aufnahme vom Taktgeber und allen davon angesteuerten Schaltungselementen. Zur Beseitigung von Synchronrauschen ist es wesentlich, daß der Taktgeber und seine zugehörigen synchronen Schaltungsteile die verschiedenen Logikzustände so gleichzeitig wie möglich durchlaufen. Z. B. sollte die Nullpunktkorrekturphase mit der Meßphase identisch sein. Somit wird durch das Ausgangssignal des Differenzverstärkers, der die Ausgangssignale der Abtast-Haltekreise subtraktiv kombiniert, das Synchronrauschen beseitigt.

Weißes Rauschen kann auf einen relativ niedrigen Pegel verringert werden, indem die Spannungsdifferenz ausreichend lang abgetastet wird. Diese Art von Rauschen muß also bei der Bestimmung der maximalen Abtastgeschwindigkeit in Betracht gezogen werden, wenn die Erfindung praktisch eingesetzt wird.

Die dritte Art von Rauschen, nämlich $1/f$ -Rauschen, ist komplexer als die beiden anderen Arten und tritt besonders in integrierten CMOS-Schaltungen gemäß der Erfindung auf. Der Beitrag von $1/f$ -Rauschen hängt nicht von der Dauer des Abtastintervalls ab, sondern eigentlich von Q , dem Verhältnis des jeweiligen Intervalls zwischen dem Ende und dem Beginn aufeinanderfolgender Abtast-Halte-Fenster zum Gesamtzeitintervall, das mit dem Beginn eines ersten Abtast-Halte-Fensters und dem Ende eines zweiten solchen Fensters beginnt. Mit anderen Worten hängt das $1/f$ -Rauschen vom Verhältnis der Zeitdauer zwischen zwei Abtastungen zur Gesamtabtastperiode einschließlich der Zeit zwi-

schen den beiden Abtastungen ab. Es sei z. B. angenommen, daß der Ausgangswert des Abtast-Halte-Vorgangs der Mittelwert der Eingangsspannung während des Abtastfensters ist. Es kann gezeigt werden, daß die fundamentalere Größe, der Rauschabstand, dem Quadrat der Größe $1 - Q$ bei kleinen Q -Werten proportional ist. Um also zu verhindern, daß der Rauschabstand um ca. 50% verschlechtert wird, muß Q kleiner als 0,25 gehalten werden. Somit muß die Abtast-Halteschaltung so ausgelegt sein, daß Q kleiner als 0,25 und bevorzugt so klein wie möglich ist, weil der Beitrag von $1/f$ -Rauschen zu der differentiell abgetasteten Spannung, die den Temperaturmeßwert liefert, von der Amplitude des $1/f$ -Rauschens und von Q abhängt. Es ist zu beachten, daß die Amplitude des $1/f$ -Rauschens von einem die Erfindung realisierenden Fachmann nicht ohne weiteres unter Kontrolle gehalten werden kann.

Wenn eine Reduktion von Q auf nahezu Null das Rauschen bei der Temperaturmessung nicht ausreichend verringert, um die gewünschte Meßgenauigkeit zu erhalten, ist es jedoch bei einer bestimmten Amplitude von $1/f$ -Rauschen möglich, das Rauschen auf einen annehmbaren Pegel zu verringern, indem mehrere differentielle Abtastwerte der Temperatur addiert werden. Das Rauschen nimmt als der Kehrwert der Quadratwurzel der zusammenaddierten Anzahl Temperatur-Abtastwerte ab. Z. B. wird durch Addition von 100 Abtastwerten das $1/f$ -Rauschen um einen Faktor 10 relativ zu einem einzigen differentiellen Abtastwert verringert. Eine solche Mittelung ist ohne weiteres während der Aufintegration in einem Doppelflanken-Integrierer durchzuführen. Sie kann auch digital durch Mittelung der digitalisierten Endtemperaturen erreicht werden. Eine solche Mittelung reduziert praktisch jede Art von Rauschen.

Gemäß einem weiteren Aspekt der Erfindung ist ein dritter Abtast-Haltekreis mit dem Ausgang des Differenzverstärkers verbunden zur Speicherung der Differenzspannung, während der erste und der zweite Abtast-Haltekreis Werte für die nächste Abtastperiode speichern. Somit wird der Betriebswirkungsgrad der Temperaturmeßeinrichtung verbessert.

In einem Operationszyklus einer speziellen beispielhaften Ausführungsform der Erfindung besteht der erste Schritt darin, den Nullpunkt-Selbstkorrekturwert der Einrichtung zu bestimmen, um Fehler wie Rechenverstärker-Fehler und die Nichtlinearitäten verschiedener Schaltungselemente, die dazu führen, daß eine Nullsignalspannung in einem Nicht-Nullwert der Temperatur resultiert, zu korrigieren. Diese Nullpunkt-Selbstkorrektur erfolgt während einer Periode, die ein bedeutender Bruchteil eines gesamten Meßzyklus, z. B. $1/3$ bis $1/2$ des Gesamtzyklus, ist. Bevor die Abtast-Haltekreise die ersten Abtastwerte der Spannung bilden, muß der Integrierer, der der Einfachheit halber so ausgelegt ist, daß er nur positive Werte annimmt, initialisiert werden. Dies ist erforderlich, weil der Ausgang des Differenzverstärkers positiv oder negativ sein könnte. Eine solche Initialisierung wird erreicht, indem der Integrierer mit einer positiven Spannung eine Aufintegration durchführt, wobei diese Spannung größer als die gesamte Ladung, die durch die im System möglicherweise erzeugten Verschiebespannungen angelegt werden könnten, und wenigstens für die Dauer eines Meßzyklus stabil ist.

Nach der vorstehend genannten Initialisierung wird der niedrigere der beiden Strompegel durch den Fühler geleitet, und der erste und der zweite Abtast-Haltekreis

werden in normaler Weise so abgetastet, daß Q kleiner als 0,25 ist. Während des Nullpunkt-Selbstkorrekturzyklus wird der Fühlerstrom nicht umgeschaltet. Der resultierende Differenzwert wird dann in den dritten Abtast-Haltekreis getastet, der mit dem Integrierer gekoppelt ist, bis zur nächsten Operation des ersten und des zweiten Abtast-Haltekreises. Der Zyklus wird für den Rest des Nullpunkt-Selbstkorrekturzyklus fortgesetzt. Bei einer analogen Ausführungsform mit Nullpunkt-Selbstkorrektur wird die dem positiven Eingang des Integrierers zugeführte Spannung justiert, bis sich der Ausgang des Integrierers nicht mit der Zeit ändert, und der Vergleich ist so justiert, daß er bei dieser Spannung die Zustände umschaltet. Auch wird die gleiche Spannung am positiven Eingang des Integrierers sowie des Vergleichers während der Temperaturmeßperiode aufrechterhalten. Bei einer digitalen Nullpunkt-Selbstkorrekturschaltung besteht der letzte Schritt des Nullpunkt-Selbstkorrekturzyklus in der Abintegration der Bezugsspannung in üblicher Weise. Die Anzahl Taktimpulse, die während der Abintegration auftreten, wird zur späteren Nutzung gespeichert.

Der nächste Schritt des Zyklus besteht in der Temperaturmessung. Der niedrige Strompegel wird durch den Fühler geschickt, und der erste Abtast-Haltekreis wird abgetastet. Anschließend wird der hohe Strom durchgeschickt, und der zweite Abtast-Haltekreis wird abgetastet, nachdem sich der Schaltstoß beruhigt hat. Der differentielle Abtastwert wird dann in den dritten Abtast-Haltekreis eingetastet, und dieser wird mit dem Integrierer gekoppelt. Der Zyklus wird für die Dauer der Aufintegration wiederholt. Da der erste und der zweite Abtast-Haltekreis schnell in ihre Endzustände geladen werden, wobei angenommen wird, daß sich die Temperatur nicht sehr schnell ändert, spielt der Schaltstoß keine besondere Rolle, und die Zeit zwischen den Abtastvorgängen kann sehr kurz gemacht werden.

Bei einer weiteren Ausführungsform wird der Dynamikbereich des Integrierers erweitert bzw. gedehnt. Der Bereich eines Auf-Ab-Integrierers ist durch das Verhältnis der maximalen daran anliegenden Spannung zur Größe des niedrigstwertigen Bits bestimmt. Beim Stand der Technik treten Schwierigkeiten bei der Konstruktion eines Integrierers mit einem Bereich von mehr als 1000 oder einer Auflösung von mehr als 10 Bits auf. Bei der vorliegenden Erfindung wird der Bereich des Integrierers dadurch gedehnt, daß in einem Zyklus mehrfach auf- und abintegriert wird und die Gesamtanzahl Zählwerte getrennt für die Auf- und die Abintegrationsvorgänge gezählt wird. Dadurch wird der Dynamikbereich um ein Mehrfaches gedehnt.

Wie vorstehend ausgeführt, betrifft die Erfindung eine neue und spezielle Halbleiterthermometer-Einrichtung, bei der die Messung der erfaßten Temperatur im wesentlichen frei von den unerwünschten Eigenschaften ist, mit denen bekannte Einrichtungen behaftet sind. Dadurch liefert die Erfindung ein Temperatursignal, das nur die wahre Temperatur anzeigt, und zwar im wesentlichen frei von anderen Einflüssen, die die elektrischen Kenngrößen einer Diode beeinflussen, und außerdem steht dieses Signal in linearer Beziehung zur Temperatur. Dadurch ergeben sich wesentliche Vorteile nicht nur für das Diodenthermometer selbst, sondern auch für das Herstellungsverfahren. Da ein Diodenthermometer gemäß den Prinzipien der Erfindung die Auswirkung dieser anderen Einflüsse beseitigt, müssen Dioden nicht an die zugehörigen Schaltkreise angepaßt werden, und es ist auch nicht unbedingt notwendig, eine Einstellung

in der Schaltung zum Ausgleich einer bestimmten Kenngröße einer darin verwendeten Diode durchzuführen. Auch sind Schaltungsteile zur Korrektur der Nichtlinearität eines konventionellen Diodenthermometers unnötig. Somit sind Zuverlässigkeit, Genauigkeit und einfache Fertigungsverfahren einige der wesentlichen Eigenschaften der Erfindung.

Die Erfindung eignet sich auch gut zur Herstellung in Form einer integrierten Schaltung unter Anwendung von IS-Fertigungsverfahren. Das heißt, daß die Erfindung industriell als IS-Chip kompaktiert werden kann, was ein weiterer großer Vorteil der Erfindung ist. Die Prinzipien der Erfindung können aber auch auf Schaltungen angewandt werden, die nicht in Form von integrierten Schaltungen vorliegen. Durch die Erfindung wird also ein Diodenthermometer in verschiedener bedeutsamer Weise verbessert, wobei besonders Linearität, Präzision, Zuverlässigkeit, Kompaktierung und Herstellung zu betonen sind.

Anhand der Zeichnung wird die Erfindung beispielsweise näher erläutert. Es zeigt

Fig. 1 ein Schema einer Temperaturmeßeinrichtung nach der Erfindung;

Fig. 2 ein Schema einer weiteren Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 3 eine vereinfachte schematische Darstellung einer Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Strompegeln mit exakt vorbestimmtem Amplitudenverhältnis;

Fig. 4 eine vereinfachte schematische Darstellung einer weiteren Stromschaltvorrichtung; und

Fig. 5A, 5B, 5C grafische Darstellungen zur Erläuterung der Dynamikdehnung eines Integrierers.

Fig. 1 zeigt eine bevorzugte Ausführungsform eines Diodenthermometers 10. Der bevorzugte Temperaturfühler, der im Thermometer 10 verwendet wird, ist ein Transistor 12. Es ist ersichtlich, daß der Transistor aus Halbleitermaterialien aufgebaut ist, die eine Diodencharakteristik liefern, und daß er für die Zwecke der Erfindung somit als Diode angesehen wird. Die Verwendung eines Transistors anstatt einer Diode wird bevorzugt, weil der Transistor eine Charakteristik aufweist, die einer idealen Diode besser angenähert ist als eine Halbleiterdiode mit zwei Anschlüssen.

Das Thermometer 10 umfaßt ferner einen dem Transistor 12 funktionsmäßig zugeordneten Eingangskreis 14. Dieser bildet eine Stromquelle für den Transistor 12 und bewirkt beim Betrieb des Thermometers eine Umschaltung zwischen zwei Strompegeln, die sich typischerweise um einen Faktor 10 unterscheiden.

Der Eingangskreis 14 umfaßt eine Spannungsversorgung 16 und einen Reihenwiderstand 18, die mit dem Transistor 12 gemäß Fig. 1 funktionsmäßig gekoppelt sind. Ein Rechenverstärker 20 ist diesen Komponenten ebenfalls in der gezeigten Weise funktionsmäßig zugeordnet.

Die Spannungsversorgung 16 steht in Wirkverbindung mit einem Frequenzteiler 22 und einem Taktgeber 24. Der Frequenzteiler 22 erzeugt ein Rechteck-Ausgangssignal 26. Dieses Ausgangssignal beaufschlagt die Spannungsversorgung 16, so daß diese eine Spannung entsprechend dem Signalverlauf 28 erzeugt. Zur Erläuterung ist das Signal 28 ein Rechtecksignal mit der gleichen Frequenz wie das Signal 26 und schaltet zwischen Spannungspegeln V_0 und V_1 um.

Wenn das Spannungssignal 28 im Eingangskreis 14 angelegt wird, erfolgt ein Stromfluß durch die Kollektor-Emitter-Strecke zum Transistor 12, der zwischen Strompegeln I_0 und I_1 umschaltet. Der Stromverlauf, der

somit die gleiche Frequenz wie die Signale 26 und 28 hat, ist mit 30 bezeichnet.

Infolge des Betriebs des Eingangskreises 14 ist ein Spannungssignal, das am Verbindungspunkt zwischen dem Ausgang des Rechenverstärkers 20 und dem Emitter des Transistors 12 erscheint, ein Signal 32, das zwischen Spannungspegeln V_0 und V_1 umschaltet. Da für die Ableitung der Temperaturmessung gerade die Spannungsdifferenz interessiert, wird dieser Parameter zweckmäßig mit ΔV bezeichnet.

Das Signal ΔV ist dem absoluten Temperaturmeßwert proportional und repräsentiert diesen daher. Der übrige Teil der Schaltung ist ein spezieller Analog-Digital-Umsetzer (ADU), der die Temperaturmessung auf spezielle Weise präsentieren kann.

Das ΔV -Signal 32 wird dem ADU 34 zugeführt. Insbesondere wird das Signal 32 als Eingangssignal einer Stufe 36 zugeführt, die ein zweifacher Abtast-Haltekreis mit einem Differenzverstärker ist. Die beiden Abtast-Haltekreise sind mit 36a und 36b bezeichnet, und der Differenzverstärker ist mit 36c bezeichnet. Im Betrieb dient der eine Abtast-Haltekreis der Aufnahme von V_1 und der andere der Aufnahme von V_0 . Das Ausgangssignal des Differenzverstärkers 36c ist die Differenz $V_1 - V_0$.

Ein Auf-Ab-Integrierer 38 ist mit der Stufe 36 über einen zweipoligen Schalter 40 gekoppelt. Wenn der Schalter 40 die Stellung gemäß der Zeichnung hat, wird das Signal ΔV von der Stufe 36 dem Auf-Ab-Integrierer 38 zugeführt. Wenn der Schalter 40 in die Strichlinienstellung betätigt ist, ist anstelle des Signals von der Stufe 36 eine Bezugsspannungsquelle 42 mit dem Auf-Ab-Integrierer 38 gekoppelt. Die Bezugsspannung ist eine konstante Größe V_{ref} .

Der Schalter 40 wird von einer Steuerlogik 44 gesteuert. Damit ist der Eingang zum Integrierer 38 zu jedem gegebenen Zeitpunkt entweder das Ausgangssignal ΔV der Stufe 36 oder die Spannung V_{ref} der Bezugsspannungsquelle 42 in Abhängigkeit von der Stellung, in die der Schalter 40 von der Steuerlogik 44 gebracht wird. In dieser Hinsicht kann der Schalter 40 irgendein geeigneter Schalter, entweder ein elektromechanischer oder ein elektronischer Schalter und bevorzugt letzterer, sein. Der Integrierer 38 spricht auf die ihm zugeführten Eingangssignale in noch zu erläuternder Weise an. Ferner wird auch noch ein Nullpunkt-Selbstkorrekturglied 46 beschrieben, das dem Integrierer 38 zugeordnet ist.

Das Ausgangssignal des Integrierers 38 wird als Eingangssignal einem Vergleicher 48 zugeführt. Das Ausgangssignal des Vergleichers 48 wird an die Steuerlogik 44 geführt. Diese empfängt außerdem das Taktsignal vom Taktgeber 24.

Die Steuerlogik 44 ist funktionsmäßig mit einem Zähler 50 gekoppelt. Speicher- und Flüssigkristallanzeigeanstueuerglieder 52 sind dem Zähler 50 und der Steuerlogik 44 funktionsmäßig zugeordnet zur Bildung eines Speichers von vom Zähler 50 erhaltenen Meßwerten. Der Zähler 50 liefert die Temperaturmeßwerte. Bei der gezeigten Ausführungsform dienen die Speicher- und Flüssigkristallanzeige-Anstueuerglieder 52 der Ansteuerung einer Sichtanzeige (nicht gezeigt). Es ist jedoch zu beachten, daß der die erfaßte Temperatur bezeichnende Meßwert für jeden gewünschten speziellen Zweck einschließlich Anzeige- und/oder Regelfunktionszwecke verwendbar ist.

Nachstehend wird nun das allgemein erläuterte Diodenthermometer im einzelnen beschrieben.

Der Zweck der Stufe 36 ist die Lieferung eines Aus-

gangssignals ΔV . Das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied 46 soll eine Kalibrierung zum Ausgleich der nichtidealen Kenngrößen der elektronischen Vorrichtung bewirken, so daß eine Betätigung erfolgt, wenn die Ausgangsspannung ΔV der Stufe 36 Null ist und der Schalter 40 die Stellung hat, in der der Ausgang der Stufe 36 mit dem Integrierer 38 gekoppelt ist, so daß das Ausgangssignal des Integrierers 38 konstant ist. D. h. mit anderen Worten, daß bei $\Delta V = 0$ ($I_1 = I_2$) das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied das Ausgangssignal des Integrierers 38 unveränderlich macht.

Auf diese Weise bildet der Strom I_1 entsprechend dem Spannungspegel V_1 des Signalverlaufs 32 einen Bezugswert. Die Umschaltung des Transistorstroms von I_1 zu I_0 bewirkt eine Änderung des Spannungssignals von V_1 zu V_0 .

Die Steuerlogik 44 steuert die beiden Abtast-Haltekreise 36a und 36b so an, daß bei einem Transistorstrom I_1 die Spannung V_1 von beiden Kreisen 36a und 36b abgetastet wird. Infolgedessen ist das Ausgangssignal des Differenzverstärkers 36c Null. Zu diesem Zeitpunkt wird das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied 46 wie oben beschrieben aktiviert.

Wenn nun der Spannungsverlauf 32 von V_1 zu V_0 umschaltet, wird das Signal V_1 im Abtast-Haltekreis 36b gehalten, während der Abtast-Haltekreis 36a den V_0 -Pegel abtastet und speichert. Dadurch wird das Ausgangssignal ΔV des Differenzverstärkers 36c gleich $V_1 - V_0$. Zur Implementierung dieser Betriebsart kann eine konventionelle Schaltungsauslegung verwendet werden. Es ist zu beachten, daß hier nur ein Verfahren zur Ausbildung eines Bezugspunkts beschrieben wird und andere Verfahren je nach der gegebenen Implementierung geeignet sein können. Der Analog-Digital-Umsetzer 34 digitalisiert das Signal ΔV .

Zu dem Zeitpunkt, zu dem das $V_1 - V_0$ -Signal am Ausgang der Stufe 36 erscheint, wird es sofort im Integrierer 38 integriert. Dieser Vorgang wird zweckmäßig als Aufintegration bezeichnet. Die Integrationszeit wird von der Steuerlogik 44 in noch zu erläuternder Weise bestimmt.

Die Aufintegration erfolgt während des Zeitintervalls, das durch die Steuerlogik 44 bestimmt ist, und am Ende dieses Zeitintervalls aktiviert die Steuerlogik 44 den Schalter 40 in die Strichlinienstellung. Zum gleichen Zeitpunkt hat das Ausgangssignal des Integrierers 38 einen Pegel, der der Größe des $V_1 - V_0$ -Signals proportional ist und der daher für die erfaßte Temperatur repräsentativ ist.

Durch nunmehrige Integration in Gegenrichtung (Abintegration) und Messen des Zeitintervalls, das bis zur Rückkehr zum Null-Bezugspunkt erforderlich ist, bezeichnet diese Zeitintervallmessung die Temperatur.

Die angegebene Schaltung bietet eine zweckmäßige Möglichkeit zum Erhalt der Temperaturmessung auf einer gewünschten Temperaturskala, und zwar entweder Celsius oder Fahrenheit. Da die durch das ΔV -Signal gegebene Temperaturmessung die erfaßte Temperatur als Absoluttemperatur (also in $^{\circ}\text{K}$) repräsentiert, erfordert die Darstellung der Temperatur auf der Fahrenheit- oder der Celsius-Skala wenigstens die Einschaltung einer Temperaturverschiebung. Im Fall von Fahrenheit-Graden ist außerdem eine Skalenfaktor-Umwandlung erforderlich.

Der Steuerlogik 44 ist ein Wählschalter 54 zugeordnet, der zur Wahl der Messung entweder entsprechend der Fahrenheit- oder der Celsius-Skala betätigbar ist. Die Steuerlogik 44 enthält Speicherwerte des geeigneten

Abweichungsfaktors für jede dieser beiden Skalen. Die Steuerlogik arbeitet so, daß die Abweichung in den Zähler 50 als Voreingabe vor der Abintegration eingelegt wird.

Die Analog-Digital-Umsetzung des Ausgangssignals des Integrierers umfaßt Steuerlogik-Auftastimpulse vom Taktgeber 24 zum Zähler 50 während der Abintegration. Da die Zeitdauer der Abintegration für die erfaßte Temperatur repräsentativ ist, ist die Anzahl Zählwerte, die während dieses Zeitintervalls vom Zähler 50 gezählt wird, repräsentativ für die Temperatur.

Zum Erhalt eines Meßzählwerts derart, daß die gezählten Impulse dem korrekten Skalenfaktor entsprechen, wird die Dauer, während der die Aufintegration durchgeführt wird, von der Steuerlogik 44 gesteuert. Insbesondere für Messungen entsprechend der Fahrenheit-Skala kann die Aufintegration während einer bestimmten Anzahl Taktimpulse erfolgen, z. B. während N_1 Taktimpulsen, so daß während der Abintegration die eigentliche Anzahl Taktimpulse N_2 , die vom Zähler 50 gezählt wird, nach Addition zur vorher eingegebenen Abweichung für diese Temperaturskala dazu führt, daß die vom Zähler 50 gelieferte Messung als Grad Fahrenheit ausgegeben wird.

Im Fall der Celsius-Skala kann die Aufintegration gleichermaßen für die Dauer einer vorbestimmten Anzahl Taktimpulse, z. B. N_2 , stattfinden, so daß während der Abintegration die vom Zähler 50 gezählte Anzahl Taktimpulse N_1 nach Addition mit der vorher eingegebenen Abweichung für diese Skala die Temperatur in $^{\circ}\text{C}$ ergibt.

Da die Skalenfaktoren der Celsius- und Fahrenheit-Skalen ein Verhältnis von 5 : 9 haben, ist das Verhältnis der jeweiligen Zahlen N_2 und N_1 dementsprechend. Die von der Steuerlogik 44 zur Steuerung der entsprechenden Perioden der Aufintegriervorgänge festgelegten Zeitintervalle können durch Zählen von Taktimpulsen erhalten werden. Die Steuerung des Schalters 40 und der Voreingabe und Aufsteuerung von Impulsen zum Zähler 50 erfolgen ebenfalls mit konventionellen Schaltkreisen der Steuerlogik.

Das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied 46 ist eine konventionelle Schaltung, die dem Rechenverstärker des Integrierers 38 zugeordnet ist, um die Auswirkung von Verschiebungen sowohl in den Abtast-Haltekreisen als auch im Integrierer im wesentlichen zu beseitigen. Da unter der Anfangsbedingung $\Delta V = 0$ der Ausgang des Integrierers 38 den Bezugspegel hat und während der Abintegration die Rückkehr zu diesem Pegel zur Unterbrechung des Zählers 50 erfaßt wird, enthält das Nullpunkt-Selbstkorrekturglied einen Speicher, in dem dieser Bezugswert gespeichert ist und auf dem Bezugseingangswert zum Vergleich 48 gehalten wird. Ferner ist dem Integrierer ein Rückstellelement 56 zugeordnet, das unmittelbar vor dem Beginn einer Digitalisierungsoperation von der Steuerlogik kurzzeitig aktiviert wird, um die Rückstellung des Integrierers zu gewährleisten.

Wenn der Meßzählwert in den Speicher- und Flüssigkristallanzeige-Ansteuergliedern 52 gespeichert ist, kann die Messung mit dem gleichen Vorgang wiederholt werden. Die Steuerlogik kann bestimmen, wie häufig die Temperaturmessung aktualisiert werden soll. Wenn die Temperatur aktualisiert werden soll, wird der Zähler rückgesetzt und das vorgenannte Verfahren wiederholt.

Das folgende Operationsprinzip zeigt, wie durch die Erfindung die Auswirkungen diverser, von der Temperatur verschiedener äußerer Einflüsse beseitigt werden.

Bei einem Strom I_1 gilt

$$I_1 = CT^m \exp \frac{e(V_1 - V_g)}{KT}$$

mit

- K = Boltzmann-Konstante,
 T = Temperatur ($^{\circ}\text{K}$),
 e = Größe der Ladung eines Elektrons,
 c = eine Größe, die abhängig ist von der Trägerbeweglichkeit, der Dotierung usw. sowie von Einzelheiten des jeweiligen Halbleiters, und
 V_g = die Bandabstand-Spannung.

Bei einem Strom I_0 gilt:

$$I_0 = CT^m \exp \frac{e(V_0 - V_g)}{KT}$$

bei derselben Temperatur.

V_1 und V_0 sind die jeweiligen Spannungen an der Diode:

$$V_1 - V_0 = \Delta V,$$

$$I_1/I_0 = \exp \frac{e\Delta V}{KT}$$

und

$$\Delta V = \frac{KT}{e} \ln(I_1/I_0)$$

Sämtliche Einzelheiten einer bestimmten Vorrichtung (mit Ausnahme des Restwiderstands des Halbleiters) einschließlich vieler Alterungseffekte heben sich in der Division auf.

Wie ersichtlich, ist die Meßgröße ΔV eine Funktion des Verhältnisses I_1/I_0 und ist linear bei der Absoluttemperatur. Zusätzlich heben sich die Charakteristiken irgendeines speziellen Transistors bzw. einer Diode auf, und dadurch ist es möglich, daß die Vorrichtungen ohne besondere Maßnahmen für die Eichung von Fühlern und Schaltkreisen hergestellt werden können. Da sich bestimmte Parameter mit dem Alter ändern, werden durch die Erfindung sogar viele Alterungseffekte beseitigt, die sonst auftreten würden. Es ergibt sich also eine erhebliche Verbesserung von Diodenthermometern.

Fig. 2 ist ein Schaltschema einer weiteren Ausführungsform, die eine andere Anordnung von Bauelementen gegenüber der Ausführungsform nach Fig. 1 aufweist. Entsprechende Elemente in beiden Figuren sind mit gleichen Bezugszeichen versehen.

Fig. 2 zeigt einen dritten Abtast-Haltekreis 36d, dessen einer Eingang mit dem Ausgang des Differenzverstärkers 36c gekoppelt ist. Wie bereits beschrieben, wird während der Messung der Temperatur der Niederpegelstrom durch den Transistor 12, also den Temperaturfühler, geschickt. Bei dieser Ausführungsform wird der Abtast-Haltekreis 36d getastet, dann wird der Hochstrompegel durch den Fühler geschickt und der Abtast-Haltekreis 36a getastet. Dann wird der Differenzverstärker 36c getastet, und das Ausgangssignal des Abtast-Haltekreises 36d wird dem Auf-Ab-Integrierer 38 zugeführt. Die schnelle Ladecharakteristik der Abtast-Haltekreise 36a und 36b macht eine zeitliche Verlängerung zwischen den Abtastvorgängen unnötig.

Fig. 2 zeigt ferner, daß die Bezugsspannungsquelle 42 mit den Abtast-Haltekreisen 36a und 36b unter Steuerung durch die Steuerlogik 44 koppelbar ist. Somit wird die Initialisierung des Auf-Ab-Integrierers wenigstens zum Teil dadurch erreicht, daß die Bezugsspannung als eine von den Abtast-Haltekreisen abgetastete Spannung angelegt wird.

Fig. 3 ist eine vereinfachte schematische Darstellung einer speziellen Ausführungsform eines Stromumschaltteils der Erfindung. Bauelemente, die bereits beschriebenen entsprechen, sind gleich bezeichnet. Eine Schaltungsanordnung aus im wesentlichen zehn Widerständen 60–69 und zehn diesen jeweils zugeordneten Schaltern 70–79 ist zwischen die Spannungsquelle 16 und die Kombination aus Transistor 12 und Rechenverstärker 20 geschaltet. Wenn ein Hochpegelstrom durch den Temperaturfühler-Transistor (12) geschickt werden soll, sind sämtliche Schalter 70–79 geschlossen. Wenn ein Niederpegelstrom durchgeschickt werden soll, sind nicht alle diese Schalter geschlossen. Bei der vorliegenden Ausführungsform, bei der ein Verhältnis von 10 : 1 zwischen dem Hoch- und dem Niederpegelstrom gewünscht wird, ist nur ein solcher Schalter, z. B. der Schalter 70, während des Leitens des Niederpegelstroms geschlossen.

Gemäß der Erfindung wird ein genau vorbestimmtes Stromverhältnis von 10 : 1 dadurch erhalten, daß während der Niederpegel-Leitung nacheinander Schalter 70–79 geschlossen werden. Auf diese Weise werden die Fehlanpassungen zwischen den verschiedenen Schaltern 70–79 und Widerständen 60–69 ausgemittelt. Selbstverständlich kann bei der praktischen Anwendung der Erfindung irgendein anderes Verhältnis ($n : 1$) angewandt werden.

Fig. 4 ist eine vereinfachte schematische Darstellung einer anderen Ausführungsform der Stromschaltanordnung. Dabei sind mehrere Transistoren 100–109 als Stromquellen angeordnet und mit ihren Kollektoren mit jeweils zugeordneten Schaltern 110–119 gekoppelt. Jeder Schalter ist mit einer Diode 120 gekoppelt, die im vorliegenden Fall die Funktion eines Temperaturfühlers hat. Ferner ist ein Transistor 123 vorgesehen, der so angeordnet ist, daß die Stromänderung durch einen Transistor 122, der den Vormagnetisierungsstrom in den Transistoren 100–109 bestimmt, minimiert wird, während eine jeweils unterschiedliche Anzahl Transistoren an- und abgeschaltet wird. Ein Widerstand 124 ist mit einem Ende an die Basis des Transistors 123 und den Kollektor des Transistors 122 gelegt und mit dem anderen Ende an ein Bezugspotential gekoppelt. Wie unter Bezugnahme auf Fig. 3 erläutert wurde, werden die verschiedenen Schalter während der Niederpegelstromleitung nacheinander geschlossen, um etwaige Fehlanpassungen auszugleichen. In dieser Beziehung ist zu beachten, daß, da sämtliche Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren identisch sind, ihre jeweiligen Leitungsströme im wesentlichen gleich sind.

Das Konzept, auf dem die Ausführungsformen nach den Fig. 3 und 4 basieren, besteht darin, daß auch dann, wenn Anstrengungen unternommen werden, um die Schaltungskomponenten einander anzupassen, ihre Kenngrößen trotzdem voneinander um einen geringen Betrag abweichen, z. B. um $\pm \Delta$. Wenn jedes Element in einem aus zehn Unterzyklen bestehenden Zyklus einmal benützt wird, wobei in einem Unterzyklus ein Schaltungselement eingeschaltet wird, und wenn dann sämtliche Schaltungselemente eingeschaltet werden, so daß bei den Ausführungsbeispielen die zehnfache Leitung

erhalten wird, weicht der Mittelwert der zehn Unterzyklen von dem gewünschten Verhältnis von 10 nur um einen Faktor Δ^2 ab. Wenn also Δ 2% (0,02) ist, was gut innerhalb des Standes der Technik für angepaßte Transistoren oder Widerstände liegt, wird das gewünschte Verhältnis der Stromamplituden bis zu einem Faktor Δ^2 oder 0,04% im vorliegenden Fall erreicht. Bei einem Stromverhältnis von 10 : 1 resultiert dies in einem Temperatur-Fehlerprozensatz von 0,04/2,3 ($\Delta^2/1n(10)$). Bei einer Temperatur von 23°C entsprechend 300 K, der eigentlichen Skala, nach der das Thermometer funktioniert, würde dies einen Fehler von ca. 0,05°C bedeuten. Bei einer bestimmten Temperatur ist es also möglich, die Spannung vorher zu bestimmen, die durch Schalten der Ströme erhalten werden würde. Umgekehrt kann durch Messen der Spannung mit einem genau kalibrierten Integrierer die Temperatur exakt bestimmt werden, wie oben beschrieben wurde. Es ist somit beim derzeitigen Stand der Technik auf dem Gebiet der Schaltungskomponenten möglich, eine Temperaturmeßeinrichtung zu schaffen, die eine Auflösung von wenigstens 1°F oder °C hat, ohne daß ein Referenz-Wasserbad für die Eichung erforderlich ist.

Die Fig. 5A, 5B und 5C sind grafische Darstellungen zur Erläuterung eines Systems, durch das die Dynamikdehnung eines Integrierers um ein Mehrfaches gesteigert wird. Fig. 5A zeigt die Normalkennlinie eines Integrierers und vergleicht die Integrierer-Ausgangsspannung mit der Zeit in Form von Taktzyklen. Fig. 5B zeigt die abwechselnd aufeinanderfolgenden Auf-Ab-Integrationsvorgänge, und Fig. 5C zeigt die Kennlinie der äquivalenten Einzel-Auf-Ab-Integration von Fig. 5B.

Das allerdings nicht sehr schwerwiegende Hauptproblem bei einer Dynamikdehnung besteht darin, daß die zur Integration benötigte Zeit länger ist, so daß Streuströme im integrierenden Kondensator eine größere Auswirkung haben. Es sieht eigentlich so aus, als ob die Lösung dieses Problems in der Anwendung eines größeren Kondensators mit geringerem Streustrom liegen würde. Tatsächlich gibt es jedoch kein Problem, weil durch die abwechselnd aufeinanderfolgende Auf-Ab-Integration die Streuung reduziert wird, und zwar deshalb, weil die mittlere Spannung am integrierenden Kondensator verringert wird. Es wird nicht nur die interne Streuung reduziert, sondern die Linearität des Integrierers wird verbessert.

Zur Implementierung der abwechselnden Auf-Ab-Integrationstechnik ist nur erforderlich, daß man eine Methode zur Umschaltung von Auf- zu Ab-Integration wählt. Eine erste mögliche Methode verwendet einen Vergleich, der umschaltet, wenn die Ausgangsspannung des Integrierers einen vorgegebenen Wert übersteigt. Rauschen am Vergleich ist kein Problem, denn wenn bei einer Aufintegration diese um einen Taktzählwert kürzer ist, ist sie bei der nächsten Integration um einen Zählwert länger. Eine zweite mögliche Methode, die anwendbar ist, wenn die ungefähre Größe des Signals (oder in diesem Fall des Temperaturbereichs) geschätzt werden kann, besteht im Vorherbestimmen der Anzahl Taktzyklen für jede Aufintegration sowie der Gesamtzahl Taktzyklen für jede Aufintegration. Bei beiden Verfahren werden die richtigen Skalenfaktoren durch Voreinstellen der Gesamtanzahl Zählungen erhalten. Zusätzlich wird die richtige Umrechnung zwischen Fahrenheit- und Celsius-Meßskalen dadurch erreicht, daß die Gesamtanzahl Zählungen für die Aufintegration so eingestellt wird, daß sie ein Verhältnis von 9/5 zu 1 hat. Wie bereits erörtert, werden die Verschiebun-

gen zwischen den beiden Temperaturskalen durch Voreingaben in den Zähler gesetzt.

Bei einer speziellen Ausführungsform der Erfindung, die als Fieberthermometer verwendet wird, kann eine Verschiebespannung in der Einrichtung verwendet werden, die tatsächlich das untere Ende der Temperatur, das nicht für Anzeigezwecke verwendet wird, subtrahiert. Dies hat auch den Effekt einer Verminderung des Dynamikbereichs des Integrierers. Besonders bei Verwendung des Thermometers als Fiebermeßinstrument im Bereich zwischen 32°C und 42°C kann das Spannungsäquivalent zu 273° + 32°K als Rechenverstärker-Verschiebung subtrahiert werden.

Nummer: 36 37 520
Int. Cl.4: G 01 K 7/24
Anmeldetag: 4. November 1986
Offenlegungstag: 5. Mai 1988

Nummer:

Int. Cl.4:

Anmeldetag:

Offenlegungstag:

FIG. 1

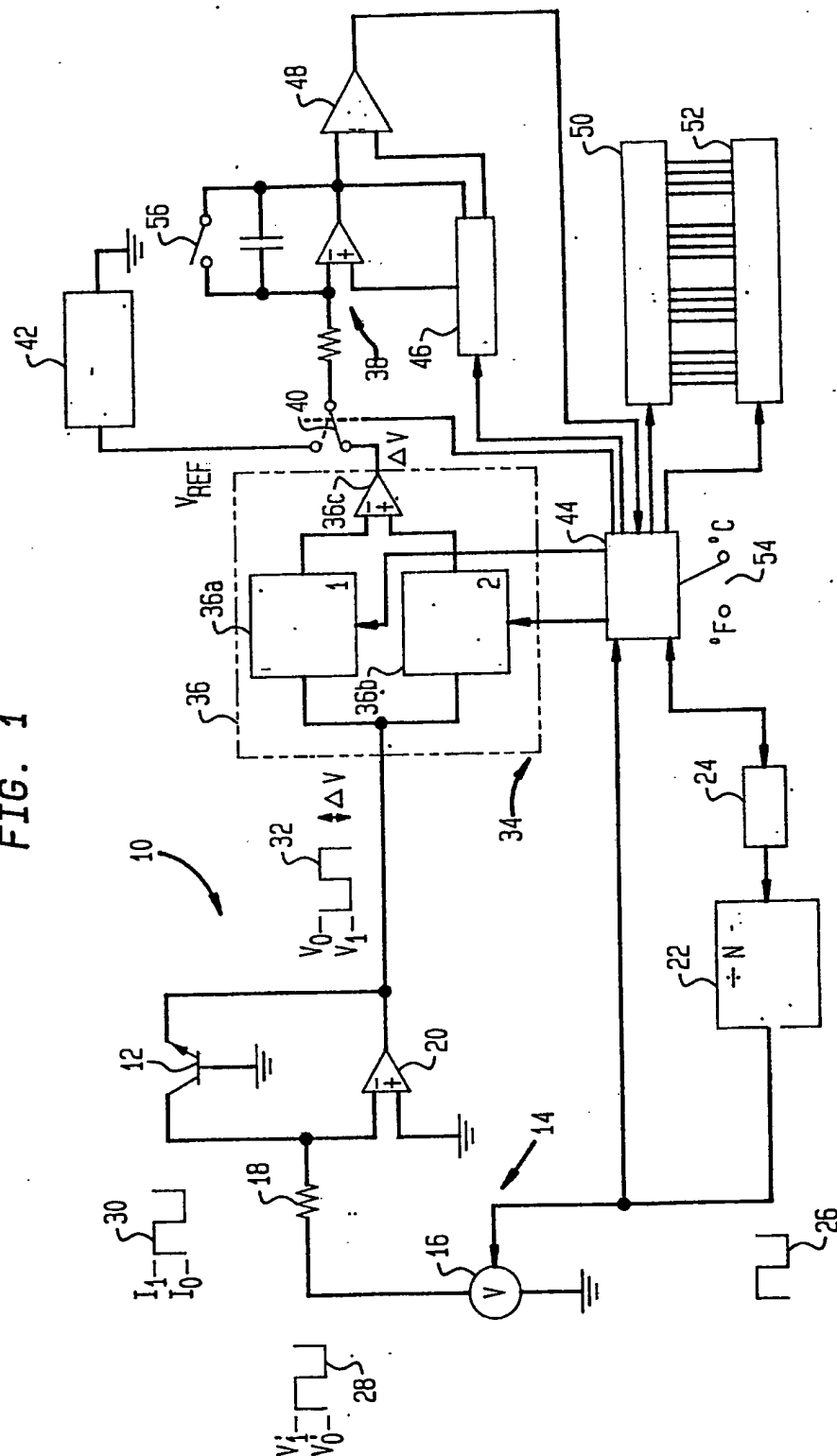


FIG. 2

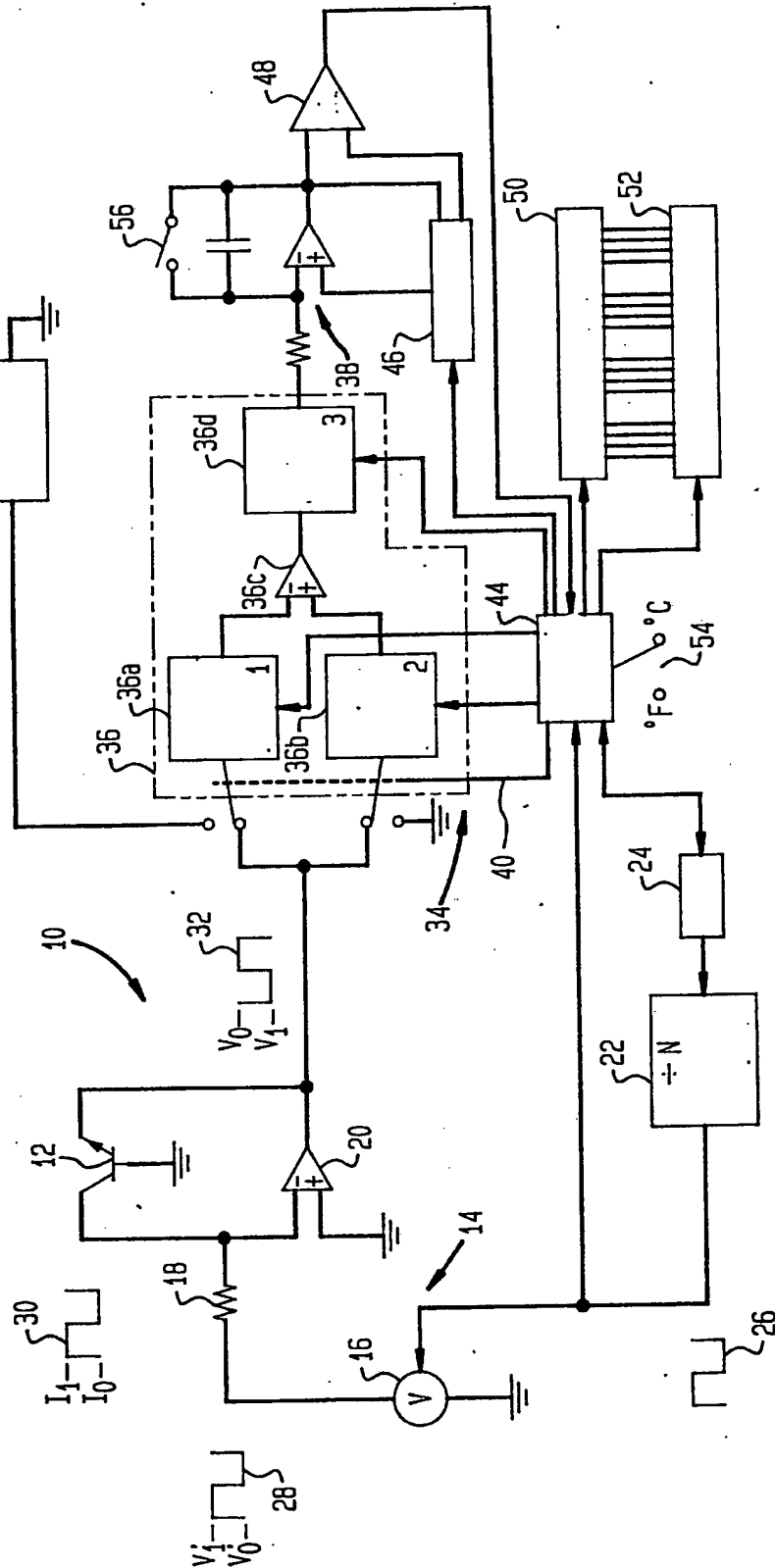


FIG. 3

3637520

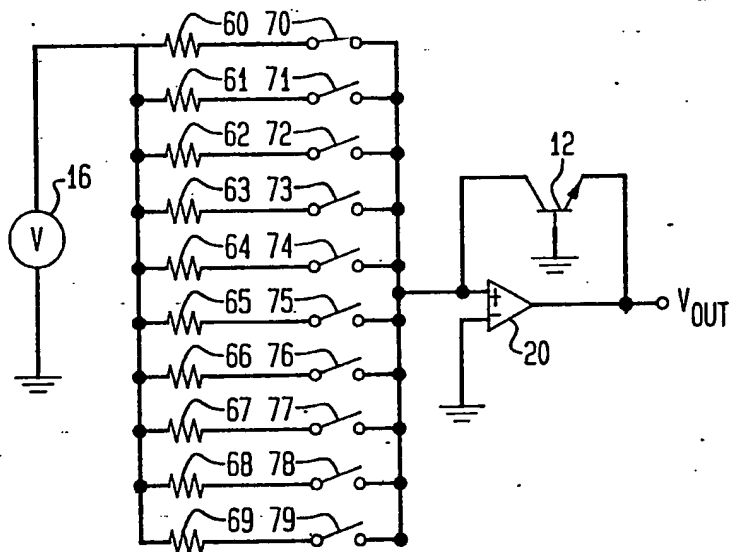


FIG. 4

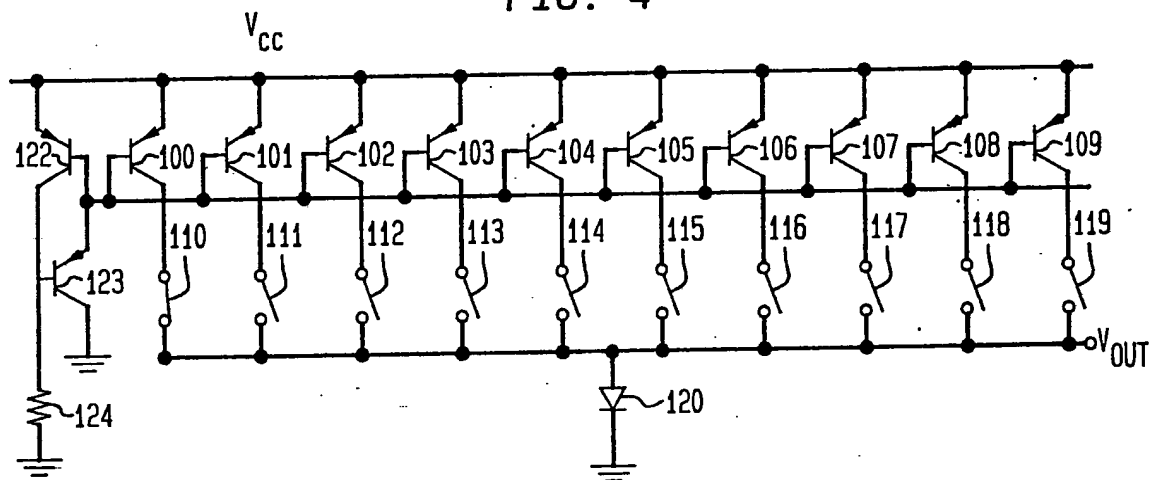


FIG. 5A



FIG. 5B

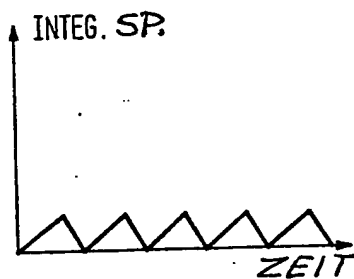


FIG. 5C

